

回転速度検出用磁気増巾器により駆動される二方向性半波出力形制御整流回路についての一試案

福 寿 三 典 大 内 隆 夫 鈴 木 春 男

工 学 部 電 気 工 学 科

1. 緒 言

光電形回転速度検出用磁気増巾器の種々の回路方式については既に報告⁽¹⁾がある。この出力を増巾するには磁気増巾器またはシリコン 制御整流器 (SCR) との多段接続を行う方法があるが、後者が高電圧大電流の出力を得ることができしかも時間遅れが前者より少ない利点がある。

入力が増加とともに $\pi/2$ の位相時より出力が現われる二方向性出力形 SCR 回路については、まだ見あたらないが二相サーボモータを駆動し速度制御などに応用される範囲も少なくないので、この問題についての一試案を発表する。

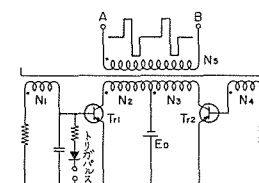
これまで報告してきた二方向性出力形検出用磁気増巾器の出力で SCR の点弧回路を構成しても、回転数増加に対して電源電圧半周期の $\pi/2$ の位相時より左右に出力波形が増大する二方向性出力形 SCR 回路を構成することはできない。これは一般のプッシュプル磁気増巾器のようにリセット半周期を通してバイアス電流または電圧を印加しているの、リセットパルスとバイアス電流または電圧が同時に磁心のリセットをするためである。

そこでここでは、リセット方式を検討し、新たに二方向性回転速度検出用磁気増巾器回路を試案し、この出力で SCR を点弧させれば二方向性半波出力形 SCR 回路を構成することができ、良好な結果を得たので以下その大要を述べる。

2. パルス整形回路

回転機に取り付けられた穴あき円板により断続された光をフォトランジスタで受け、トランジスタ微分、増巾回路を用いてトリガパルスに変換⁽²⁾する。このトリガパルスで磁心を用いたパルス整形回路を動作させ得られた整形パルスで次段の磁気増巾器をリセットする。

第1図は電圧リセット形パルス整形回路で菊地氏の提案した回路⁽³⁾である。これは外部トリガを加えることによってヒステリシスループの I サイクルだけを発振するようにした Royer の回路の変形で、その出力波形は同図に示されているように正と負の整形パルスが現われる。この場合の正と負の整形パルスの電圧-時間積分値は等しい。



第1図 パルス整形回路

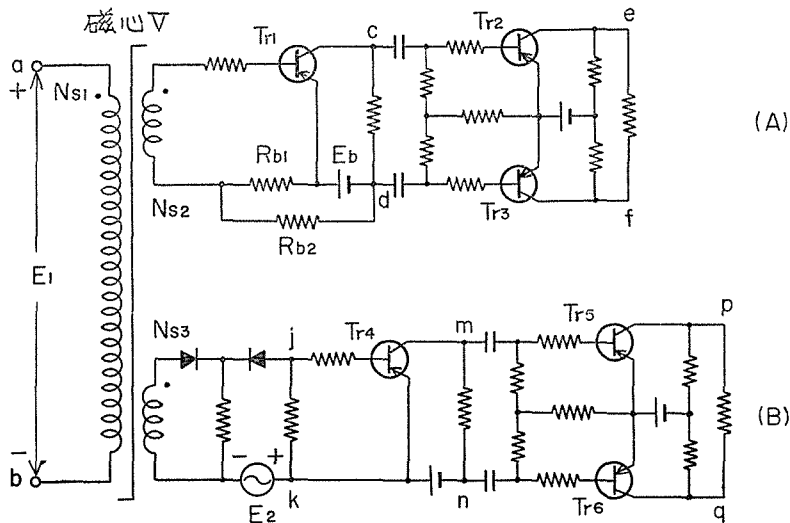
本研究に使用した磁心はトロイダル形異方性 50 % パーマロイ、ボビン No. 20, 0.025×5 , 30 層巻 (東北金属製) で、巻線回数は $N_1 = N_4 = 20T$, $N_2 = N_3 = 35T$, $N_5 = 60T$ でトランジスタ $T_{r1} = T_{r2} = 2SA205$, パルス巾は $68 \mu s$ およびその電圧-時間分積

値は $714\mu Vs$ である。

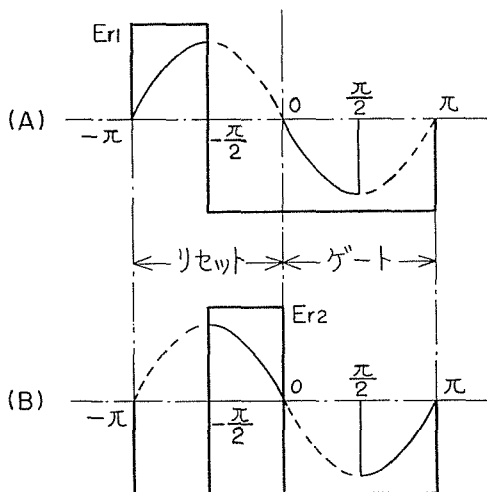
3. スイッチングトランジスタ駆動用矩形波発生回路

第2図は著者の試案した回路で、第2図(A)は第3図(A)の E_{r1} の波形のように $(-\pi \sim -\pi/2)$ の期間のみ正で他の期間は負であり、第2図(B)は第3図(B)の E_{r2} の波形のように $(-\pi/2 \sim 0)$ の期間のみ正で他の期間は負である矩形波を発生する。

この回路の磁心 V の N_{s1} 巻線には第4図の E_{s1} および E_{s2} と同期した $50c/s$ の正弦波電圧 E_1 を印加し、その巻線回数を適当に選べば N_{s2} と N_{s3} 巻線には第3図(A)の



第2図 矩形波発生回路

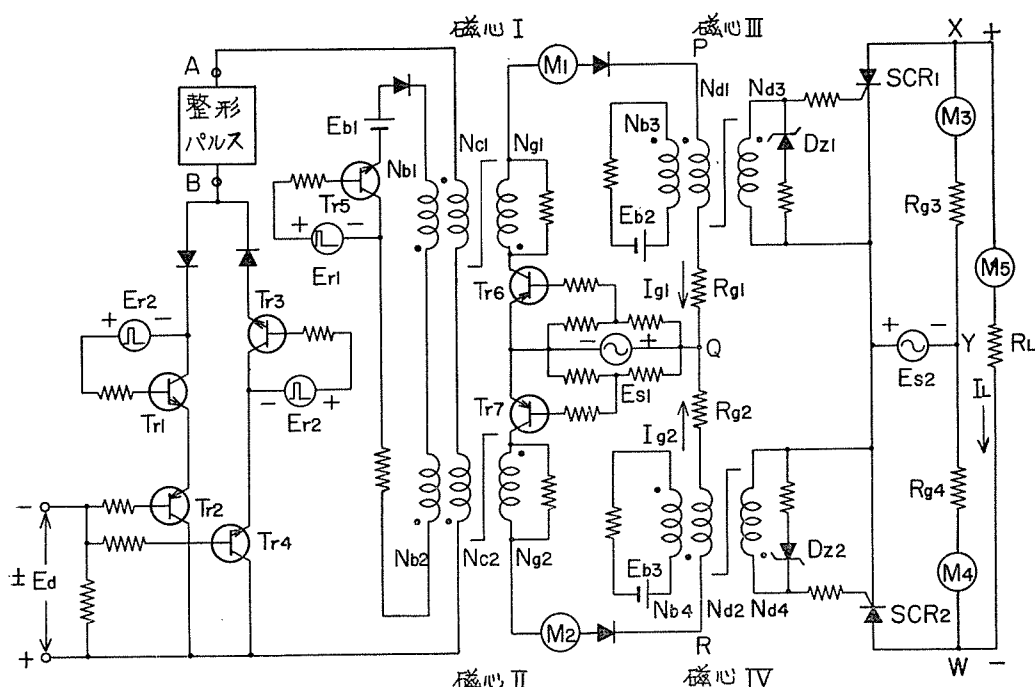


第3図 矩形波出力波形

正弦波の実線の電圧波形が現われる。

第2図(A)の直流電源 E_b と抵抗 R_{b1} および R_{b2} を調整して、常時トランジスタ Tr_1 を飽和領域まで動作させている。いま巻線 N_{s2} に電圧が誘起すれば $(-\pi \sim -\pi/2)$ の期間だけ Tr_1 が非導通となり、他の $(-\pi/2 \sim \pi)$ の期間は導通となる。結局 $c-d$ 端子には $(-\pi \sim -\pi/2)$ の期間だけ負の矩形波が現われ、これをトランジスタ Tr_2 および Tr_3 で交流増倍すると $e-f$ 端子には第3図(A)の E_{r1} の波形が得られる。

第2図(B)の回路は E_1 と同期した $50c/s$ の電源電圧 E_2 を調整して $j-k$



第4図 回転速度検出用磁気増巾器駆動による二方向性半波出力形 SCR

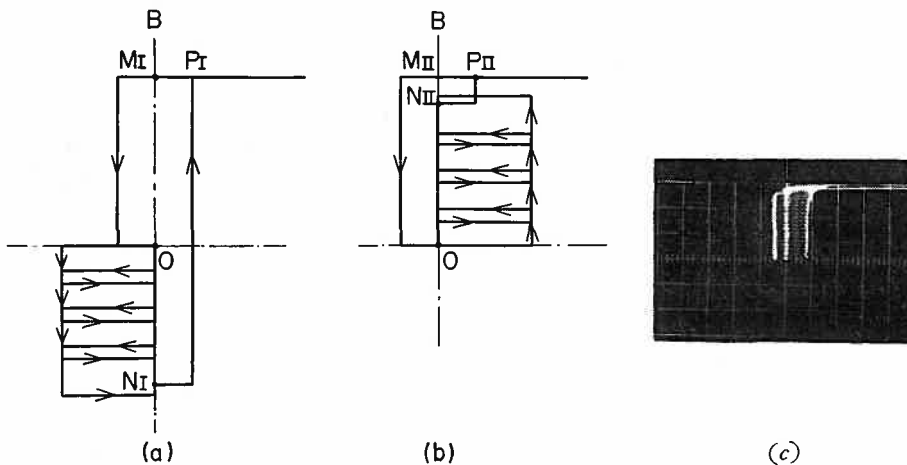
端子には第3図(B)の正弦波の実線の波形が現われるようにする。この期間($-\pi/2 \sim 0$)の間トランジスタ T_{r4} を飽和領域まで動作させる。次の半周期ではダイオードにより $j-k$ 端子には電圧が現われない。結局一周期を通じて $m-n$ 端子には($-\pi/2 \sim 0$)の期間だけ正の矩形波を得る。この矩形波をトランジスタ T_{r5} と T_{r6} で交流増巾すれば第3図(B)の E_{r2} の波形が得られる。

4. 回転速度検出用磁気増巾器駆動による二方向性半波出力形 SCR 回路

第4図は、前述の理由のように一般のプッシュプル磁気増巾器のリセット機構では、二方向性出力形 SCR 回路を構成することができない。そこでリセット機構を検討してリセット半周期を二つの期間に分け、前の期間にバイアス直流電圧で最大磁束変化量の midpoint までリセットを行ない、後の期間に整形パルスでリセットを行なうように試案した二方向性回転速度検出用磁気増巾器回路の出力で、SCR を点弧させた新たな構成の二方向性半波出力形 SCR 回路である。

この回路のトランジスタ T_{r1} , T_{r2} , T_{r3} , T_{r4} , T_{r5} , T_{r6} および T_{r7} はいずれもスイッチとして動作し、特に T_{r6} と T_{r7} は逆耐電圧 100V スイッチングトランジスタ(日立 2SB82 Θ)を使用している。 T_{r1} および T_{r3} のスイッチング用電源 E_{r2} の波形は第3図(B)に示され第2図(B)と同じ別々の二つの回路からそれぞれ発生される。バイアス巻線のスイッチングトランジスタ T_{r5} のスイッチング用電源 E_{r1} の波形は第3図(A)に示され第2図(A)の回路から発生される。

トランジスタ T_{r2} と T_{r4} は回転方向弁別用スイッチングトランジスタである。回転方向弁別方法として、さきに大島氏は光電的方法を用いて正負パルスを回転の向きにより選択したが、ここではこれにフリップフロップ回路を付加し、回転機の回転方向反転に対して直流電圧を自動的に反転させ、回転方向弁別用トランジスタ T_{r2} と T_{r4} のスイッチングを行なわせるようにした。この光電形回転方向弁別回路については既に報告⁽²⁾した。いま時計方向回転の場合、回転方向弁別回路の直流出力電圧 E_d が第4図に示した極性に印加されるものとすればトランジスタ T_{r2} は導通し T_{r4} は非導通となり、第1図の出力端子 $A-B$ 間に発生する負の整形パルスのみが制御巻線 N_{c1} と N_{c2} に流れようとする状態にある。しかし、磁気増巾器電源電圧 E_{s1} (50c/s) と SCR 回路電源電圧 E_{s2} (50c/s) の極性を第4図に示したように接続すれば、トランジスタ T_{r6} と T_{r7} は非導通となり、SCR₁ と SCR₂ も点弧されない。すなわちこの半周期は磁心ⅠとⅡがリセット半周期にある。このリセット半周期のうち第3図(A), (B)に示した $(-\pi \sim -\pi/2)$ の期間に、トランジスタ T_{r5} および T_{r1} と T_{r3} 駆動用電源 E_{r1} と E_{r2} の電圧が第4図に示した極性に印加されるものとすれば、この期間にはトランジスタ T_{r5} が導通し、 T_{r1} と T_{r3} は非導通となる。そこで初めバイアス電圧 E_{b1} の調整によって磁心ⅠとⅡはそれぞれ第5図(a), (b)のO点までリセットする。 E_{r1} の電圧は $(-\pi/2 \sim \pi)$ の期間負でトランジスタ T_{r5} は非導通となり、制御巻線 N_{c1} と N_{c2} およびゲート巻線 N_{g1} と N_{g2} からの変圧器作用

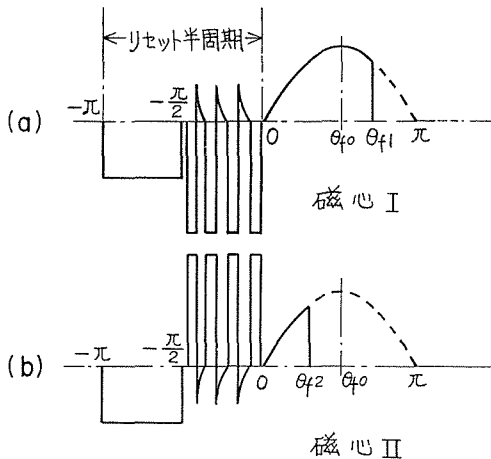


第5図 リセット状態波形

による誘起電圧は阻止され、バイアスリセット磁束レベルO点の変動はない。第3図(B)に示したリセット半周期の残りの期間 $(-\pi/2 \sim 0)$ に E_{r2} の電圧が第4図に示した極性にそれぞれ印加されると、この期間だけトランジスタ T_{r1} と T_{r3} は導通し整形パルス電圧によって磁心ⅠとⅡはそれぞれ第5図(a)と(b)の N_1 と N_2 点までリセットされる。〔第5図(c)は正の飽和磁束レベルまでリセットされる同図(b)と同様のオシログラフである。〕ここで E_{r2} の電圧は $(-\pi \sim -\pi/2)$ と $(0 \sim \pi)$ の期間負となりトランジスタ T_{r1} と T_{r3} は非導通となる。それ故に、バイアス巻線 N_{b1} と N_{b2} およびゲート線巻 N_{g1} と N_{g2} からの変圧器作用による相互作用と転流現象⁽⁴⁾も阻止され、リセット磁束

レベル N_I と N_{II} 点の変動が除去される。さらに転流現象によって生ずるリセット磁束量の減少と制御特性の非直線性が防止される。また、いずれも同一の整形パルスでリセットされ、負荷回路の相互作用が除去されるためこの期間のリセット磁束レベルの変化量と速度は等しい。

次の半周期にはトランジスタ T_{r1} , T_{r3} と T_{r5} は前述のように非導通でトランジスタ T_{r6} と T_{r7} は導通となり、磁心 I と II はゲートされる。しかし、制御入力为零のときは両磁心とも $\theta_{f0} = \pi/2$ で飽和するが制御入力が増加されれば磁心 I と II はそれぞれ第 5 図の N_I と N_{II} の磁束レベルからゲートされ θ_{f1} と θ_{f2} で飽和する。



第 6 図 制御巻線波形

この一周期を通して磁心 I と II の制御巻線 N_{e1} および N_{e2} に誘起される電圧波形を説明したのがそれぞれ第 6 図 (a) および (b) の波形である。

磁気増巾器の出力電圧を直接 SCR に印加しても点弧させることができるが、無用の電圧が SCR のゲート回路に印加される欠点がある。そのためここでは既に報告⁽⁶⁾されている磁気増巾器の出力で磁心を用いて SCR を点弧させる方法を用いた。(その大要を説明すると、いま磁心 I が飽和と同時に N_{a1} 巻線に電圧が印加され磁心 III がゲートされる。このさい、 N_{a3} 巻線にはパルス電圧が誘起し SCR₁ が点弧

される。磁心 III が飽和と同時にリセット巻線 N_{b3} に流れる電流によってリセットされる。) 磁心 III と IV は励磁電流の少ない材質を使用し磁心に吸収される電圧一時間積分値が小さくなるように N_{a1} 巻線回数を選べば、磁気増巾器と SCR の点弧時点の誤差を小さくできる。

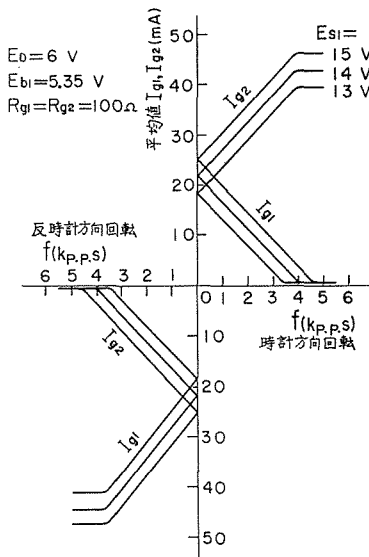
即ち磁心 I が点弧角 θ_{f1} で点弧するとほぼ同時に SCR₁ が点弧され、磁心 II が θ_{f2} で点弧するとほぼ同時に SCR₂ が点弧される。この点弧と同時に X-Y 端子および Y-W 端子に SCR の順方向電圧降下だけ少ない電源電圧が印加され、負荷 X-W 端子にはその差電圧が図示された極性に印加される。

回転方向が反転すれば直流出力電圧 E_d の極性が反転しトランジスタ T_{r2} が非導通となり、 T_{r1} が導通となる。第 1 図の出力端子 A-B 間に発生する正の整形パルスのみが制御巻線 N_{e1} と N_{e2} に流れようとする状態となる。いま、 E_{s1} と E_{s2} が第 4 図に示された極性のリセット半周期について考えれば、磁心 I と II は時計方向回転と逆にそれぞれ第 5 図 (b) と (a) のごとくりセットされ、リセット磁束レベルはそれぞれ N_{II} と N_I となる。ゲート半周期には第 6 図 (a) と (b) に示すように磁心 I が θ_{f2} で飽和で磁心 II が θ_{f1} で飽和する。前に述べた同理により SCR₁ が θ_{f2} で SCR₂ が θ_{f1} で点弧し、結局負荷 X-W 端子には図示した極性と反対の出力が現われる。

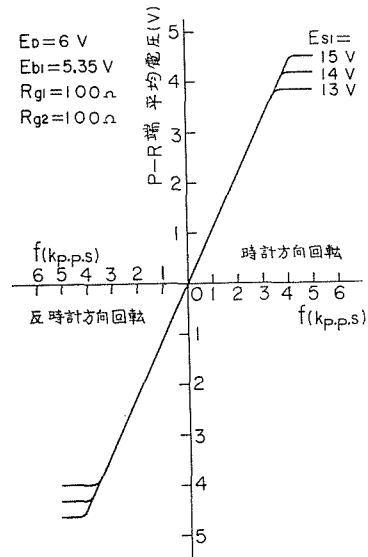
5. 実験結果

磁心ⅠとⅡはトロイダル形異方性50%パーマロイを使用し、寸法は $0.01 \times 10 \times 25 \times 35\text{mm}$ で、磁心ⅢとⅣはトロイダル形4-79モリブデンパーマロイボビンコアNo.18を使用し、寸法は $0.01 \times 10\text{mm}$ 30層巻である。巻線回数は $N_{b1} = N_{b2} = N_{c1} = N_{c2} = 150T$, $N_{g1} = N_{g2} = 1500T$, $N_{d3} = N_{d4} = 100T$, $N_{d1} = N_{d2} = 60T$, $N_{d3} = N_{d4} = 280T$ である。トランジスタ T_{r1} , T_{r3} および T_{r5} は2SD192, T_{r2} は2SB226, T_{r4} は2SD11, T_{r6} および T_{r7} は2SB82Ⓢである。 $SCR_1 = SCR_2 = C3B10$ を使用した。

第7図は、第4図の回転速度検出用磁気増巾器の $P-Q$ および $Q-R$ 端子に純抵抗負荷 $R_{g1} = R_{g2} = 100\Omega$ を接続した場合の電源電圧 E_{s1} ($14 \pm 1V$)をパラメータとし両回転方向の繰返し周波数に対する出力枝電流平均値 I_{g1} と I_{g2} を示す。出力 $P-Q$ と $Q-R$ 端子間の繰返し周波数に対する平均電圧特性は同図の出力電流平均値を100倍すれば得られる。



第7図 繰返し周波数に対する二方向性磁気増巾器の枝電流平均値

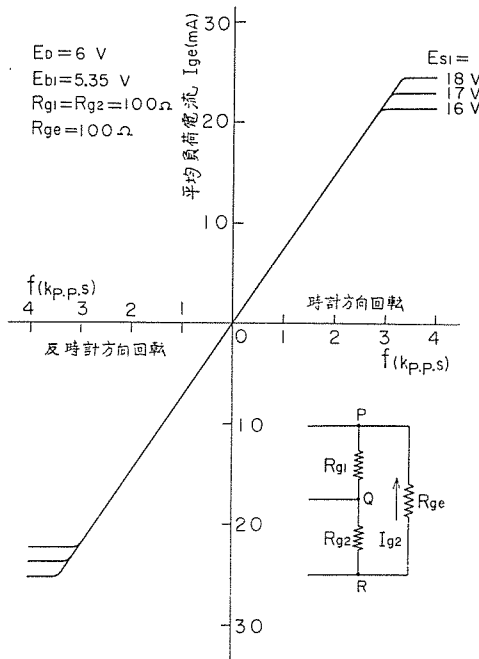


第8図 繰返し周波数に対する二方向性磁気増巾器の出力電圧平均値

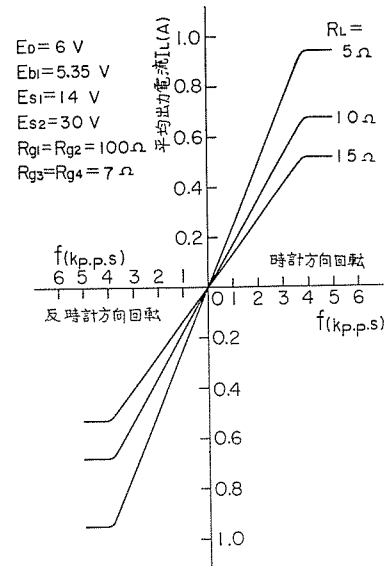
第8図は第7図を測定したと同じ回路状態での $P-R$ 端子間電圧の平均値を電源電圧 E_{s1} ($14 \pm 1V$)をパラメータとし両回転方向の繰返し周波数に対して描いた特性である。

第9図は、第4図の磁気増巾器の $P-Q$ と $Q-R$ 端子に純抵抗 $R_{g1} = R_{g2} = 100\Omega$ を接続したほかに $P-R$ 端子に負荷抵抗 R_{ge} を接続した場合の電源電圧 E_{s1} ($17 \pm 1V$)をパラメータとし両回転方向の繰返し周波数に対する平均負荷電流 I_{ge} を描いた特性である。この特性から二方向性回転速度検出用磁気増巾器としての動作が可能であることがわかる。

第10図は SCR 回路電源電圧 E_{s2} を一定($30V$)とし、その出力抵抗 R_L ($5, 10$ および 15Ω)をパラメータとした場合の両回転方向の繰返し周波数に対する平均出力電流



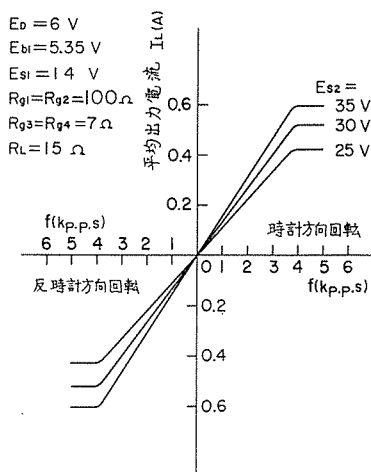
第9図 繰り返し周波数に対する二方向性磁気増巾器の負荷電流平均値



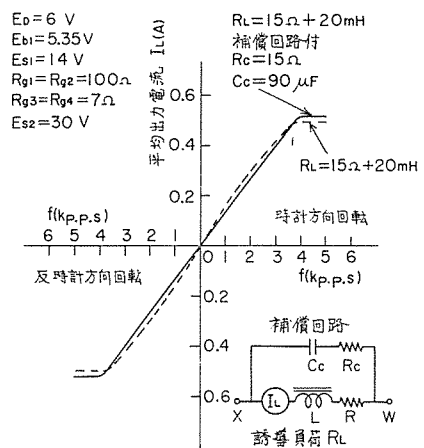
第10図 繰り返し周波数に対する二方向性SCR回路の出力電流平均値

($f - I_L$) 特性を示す。第11図は負荷抵抗 $R_L = 15 \Omega$ 一定にし E_{s2} ($30 \pm 5V$) をパラメータとした場合の両回転方向に対する ($f - I_L$) 特性を示す。

第12図は E_{s2} を一定 ($30V$) とし誘導負荷およびこの負荷に補償回路を接続した場合の同じ ($f - I_L$) 特性を示す。誘導負荷の場合にはこれと並列に $Cc - Rc$ 補償回路を最適



第11図 繰り返し周波数に対する二方向性SCR回路の出力電流平均値



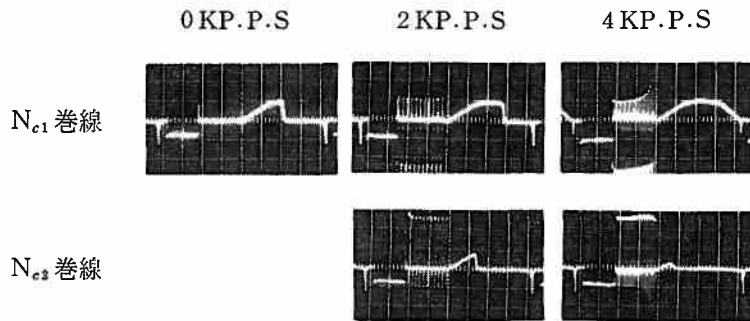
第12図 繰り返し周波数に対する二方向性SCR回路の出力電流平均値

回路条件⁽⁴⁾ $[R = R_c = (L/C)^{1/2}]$ のもとに接続すれば負荷の入力端子からみた回路の動作は抵抗負荷回路の動作と同一になる。

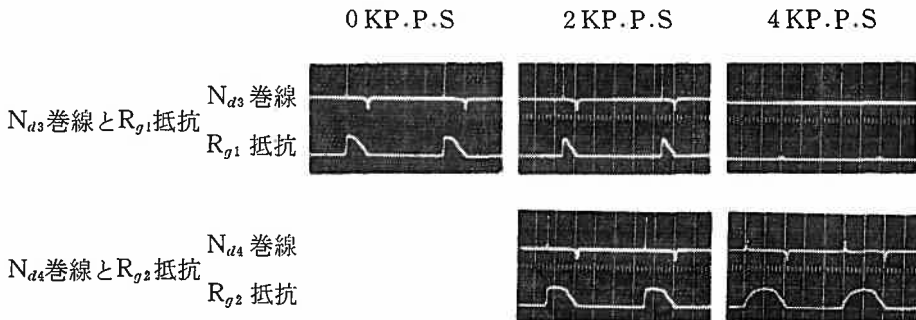
6. 各部波形

第10図で負荷抵抗 $R_L = 15\Omega$ の特性を測定したときと同じ回路状態で動作しているときの各部の波形を繰り返し周波数を変化させて写したものが第13図～第15図 (a), (b), (c) である。第15図 (d)～(f) は誘導負荷およびこれと並列に $C_c - R_c$ 補償回路を接続した場合である。

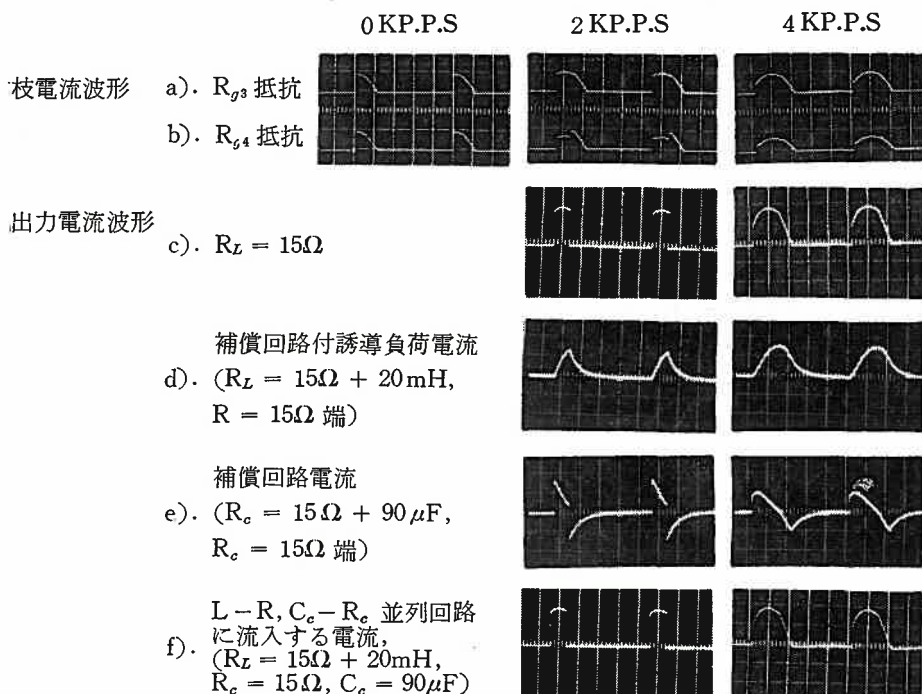
第13図 検出用磁気増巾器の制御巻線波形



第14図 検出用磁気増巾器の出力枝電流波形とSCRのゲートパルス波形



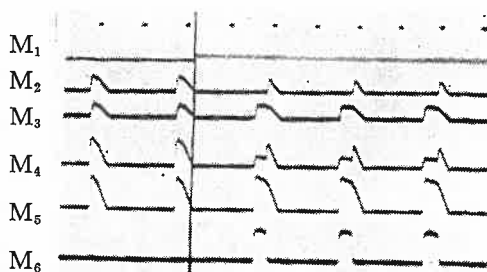
第 15 図 SCR 回路の枝電流波形および出力電流波形



7. 過渡応答

定常状態を第 10 図で負荷抵抗 $R_L=15\Omega$ の特性を測定したときと同じ回路状態に保ち、整形パルス信号を半周期の初めにステップ状に印加した場合の過渡応答を調べてみる。

第 16 図 過渡応答波形
入力投入時



第 16 図は繰り返し周波数を 2KP.P.S に調整し、第 4 図に示した極性の半周期に入力信号 M_1 をステップ状に印加した場合の磁気増巾器の枝電流 M_2, M_3 および SCR 回路の枝電流 M_4, M_5 と出力電流 M_6 の過渡応答波形を示す。このことからこの回路はステップ状入力に対して半周期のむだ時間があることがわかる。

8. 結 言

これまで入力の増加とともに $\pi/2$ の位相時点より出力が現われる二方向性出力形 SCR 回路の点弧回路方式を回転速度検出用磁気増巾器で行なう場合の新しいリセット機構について述べた。

この回路方式では負荷回路の相互作用による点弧角速度への影響が除去され、さらに磁気増巾器の転流現象によって生ずるリセット磁束量の減少と制御特性の非直線性が防止されるため、直線性の良い制御特性が得られた。この回路は磁気増巾器固有の交流電源の半周期のむだ時間だけ考えればよく、速応性磁気増巾器の動作が可能となる。さらにこのような方法で二方向性全波及び二方向性交流出力形 SCR 回路を構成することも可能であり、二相サーボモータ速度の追従制御や速度制御などにも応用される範囲が少なくないと思われる。

文 献

- (1) 大内；電学誌 85. P 863 (昭 40)
- (2) 大内・福寿・鈴木；東北支部連大 4 B-15 (昭 38)
- (3) 菊地・稲葉；東北大学電通談話会記録，第 31 巻 第 2 号 (June, 1962)
- (4) 穴山；磁気増巾器の特異現象に関する研究 (昭 35-12)
- (5) 菊地・尾山；非線形磁気応用専門委員会 (昭 39.12.1)

Duodirectional Half-Wave output Silicon Controlled Rectifier (SCR) Circuit Driven by Magnetic Amplifier for Detecting Rotating Speed

Mitsunori FUKUJU Takao OUCHI Haruo SUZUKI

Department of Electrical Engineering, Faculty of Engineering

The authors investigated on the circuits of various types of the magnetic amplifiers for detecting the rotating speed. It seems that the combinations of the amplifier and the SCR circuits are applicable over a fairly wide range of the speed control of electric motors. But we still have many problems to develop on the firing circuit form of duodirectional output SCR circuits in the special case that the firing angle is $\pi/2$ with no signal.

In this paper, the reset mechanism of this magnetic amplifier in the above-mentioned case was investigated, and the duodirectional half-wave output SCR circuit fired by the output of this amplifier was investigated. By the above investigation, the change of the reset magneto-motive force produced by a commutation phenomenon was excluded. Therefore the circuit, which converted better in linearity the direction-reversible rotating speed into the polarity-reversible average output current of the SCR circuit over a wide range of change in the rotating speed, was realized.